

Б.І. Приймак, канд. техн. наук (Нац. техн. ун-т України “КПІ”, Київ)

ПРОЦЕСИ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ ПРИ ВРАХУВАННІ ВТРАТ У ЗАЛІЗІ

Подано результати дослідження шляхом математичного моделювання впливу втрат у залізі на процеси векторного керування асинхронним електроприводом.

Представлены результаты исследования путем математического моделирования влияния потерь в железе на процессы векторного управления асинхронным электроприводом.

1. Вступ. У математичному описі ідеалізованого асинхронного двигуна (АД), як відомо, не враховуються магнітні втрати в статорі та роторі, які називають втратами у залізі. Синтез алгоритмів частотного та векторного керування асинхронним електроприводом (АЕП), що базується на цьому описі, також традиційно здійснюється за припущення, що втратами у залізі можна нехтувати. Як показує практика, в багатьох випадках таке нехтування є цілком припустимим.

Поряд з цим, для задоволення потреби подальшого поліпшення показників якості існуючих систем керування АЕП останнім часом помітну увагу фахівців привертає такий чинник, як втрати у залізі двигуна [4, 6-9]. Аналіз літературних джерел показує, що питання залежності процесів керування АЕП від втрат у залізі на сьогодні досліджено ще недостатньо, а тому вивчення аспектів цього питання є актуальним.

Результати дослідження ролі втрат у залізі при класичному векторному керуванні АД подано у даній статті.

2. Математичний опис АД при врахуванні втрат у залізі. При врахуванні втрат у залізі симетричний асинхронний двигун з короткозамкненим або фазним ротором за припущення лінійності характеристики намагнічування може бути описаний в ортогональних рухомих координатах (d, q) системою диференціальних рівнянь [1]

$$\begin{aligned} dI_{sd}/dt &= L_{s\sigma}^{-1} \left[-(R_s + R_z)I_{sd} - R_z L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{rd} + R_z (L_r/L_{r\sigma}) I_{md} + U_{sd} \right] + \omega_0 I_{sq}; \\ dI_{sq}/dt &= L_{s\sigma}^{-1} \left[-(R_s + R_z)I_{sq} - R_z L_{r\sigma}^{-1} \Psi_{rq} + R_z (L_r/L_{r\sigma}) I_{mq} + U_{sq} \right] - \omega_0 I_{sd}; \\ dI_{md}/dt &= T_z^{-1} (I_{sd} + \Psi_{rd}/L_{r\sigma} - (L_r/L_{r\sigma}) I_{md}) + \omega_0 I_{mq}; \\ dI_{mq}/dt &= T_z^{-1} (I_{sq} + \Psi_{rq}/L_{r\sigma} - (L_r/L_{r\sigma}) I_{mq}) - \omega_0 I_{md}; \\ d\Psi_{rd}/dt &= T_{r\sigma}^{-1} (-\Psi_{rd} + L_m I_{md}) + (\omega_0 - z_p \omega) \Psi_{rq}; \\ d\Psi_{rq}/dt &= T_{r\sigma}^{-1} (-\Psi_{rq} + L_m I_{mq}) - (\omega_0 - z_p \omega) \Psi_{rd}; \\ d\omega/dt &= J^{-1} (M_E - M_H), \end{aligned} \quad (1)$$

де $M_E = (3/2)z_p (L_m/L_{r\sigma}) (\Psi_{rd} I_{mq} - \Psi_{rq} I_{md})$ – електромагнітний момент двигуна; U_{sd} , U_{sq} , I_{sd} , I_{sq} , I_{md} , I_{mq} , Ψ_{rd} , Ψ_{rq} – компоненти узагальнених векторів напруги статора $\bar{U}_s = [U_{sd}, U_{sq}]^T$, струму статора $\bar{I}_s = [I_{sd}, I_{sq}]^T$, струму намагнічування

$\bar{I}_m = [I_{md}, I_{mq}]^T$, потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r = [\Psi_{rd}, \Psi_{rq}]^T$; ω – кутова швидкість обертання ротора; ω_0 – кутова швидкість обертання координат (d, q) ; M_H – момент навантаження; J – сумарний момент інерції; z_p – кількість пар полюсів двигуна; R_s , R_r – відповідно активні опори фаз статора та ротора, зведеного до статора; R_z – активний опір, що відображає магнітні втрати потужності у залізі двигуна; L_m – взаємна індуктивність між статором та ротором; $L_s = L_m + L_{s\sigma}$, $L_r = L_m + L_{r\sigma}$ – повні індуктивності фаз, а $L_{s\sigma}$, $L_{r\sigma}$ – індуктивності від полів розсіювання статора та ротора відповідно; $T_{r\sigma} = L_{r\sigma}/R_r$; $T_z = L_m/R_z$ – сталі часу. Швидкість координат ω_0 тут є незалежною змінною і може вибиратися довільно. Зокрема, прийнявши $\omega_0 = 0$, модель (1) описуватиме процеси у нерухомих відносно статора двигуна координатах, які часто називають координатами (α, β) .

В описі (1) опір R_z є змінним параметром. Для визначення цього опору можна застосовувати відому формулу [4]

$$R_z = (K_h(1 + |s|)/f_0 + K_e(1 + s^2))^{-1}, \quad (2)$$

де $s = (\omega_0 - z_p \omega)/\omega_0$ – ковзання двигуна; $f_0 = |\omega_0|/2\pi$ – частота напруги живлення АД; K_h – коефіцієнт втрат від гістерезису; K_e – коефіцієнт втрат від вихрових струмів.

Орієнтація рухомих координат (d, q) за вектором потокозчеплення ротора математично виражається у вигляді умов

$$\Psi_{rq} = 0; \quad d\Psi_{rq}/dt = 0; \quad \Psi_{rd} = |\bar{\Psi}_r|. \quad (3)$$

Модель АД з втратами у залізі у зорієнтованих за $\bar{\Psi}_r$ координатах отримаємо із (1) при виконанні умов (3) у вигляді системи рівнянь

$$\begin{aligned} dI_{sd}/dt &= -I_{sd}/T_1 + U_{sd}/L_{s\sigma} + (\omega_0 I_{sq} + R_z L_{s\sigma}^{-1} K_{r\sigma}^{-1} I_{md} - R_z L_{s\sigma}^{-1} L_{r\sigma}^{-1} \Psi_r); \\ dI_{md}/dt &= -I_{md}/T'_z + I_{sd}/T_z + (\omega_0 I_{mq} + T_z^{-1} L_{r\sigma}^{-1} \Psi_r); \\ d\Psi_r/dt &= -\Psi_r/T_{r\sigma} + L_m I_{md}/T_{r\sigma}; \\ dI_{sq}/dt &= -I_{sq}/T_1 + U_{sq}/L_{s\sigma} + (-\omega_0 I_{sd} + R_z L_{s\sigma}^{-1} K_{r\sigma}^{-1} I_{mq}); \\ dI_{mq}/dt &= -I_{mq}/T'_z + I_{sq}/T_z + (-\omega_0 I_{md}); \\ d\omega/dt &= J^{-1}(M_E - M_H), \end{aligned} \quad (4)$$

де $M_E = (3/2)z_p(L_m/L_{r\sigma})I_{mq}\Psi_r$; $\Psi_r = |\bar{\Psi}_r|$; $K_{r\sigma} = L_{r\sigma}/L_r$; $T'_z = K_{r\sigma}T_z$; $R_1 = R_s + R_z$; $T_1 = L_{s\sigma}/R_1$. Швидкість ковзання двигуна $\omega_{sl} = \omega_0 - z_p \omega$ у цьому разі визначається за 6-м рівнянням системи (1) як $\omega_{sl} = R_r(L_m/L_{r\sigma})I_{mq}/\Psi_r$.

3. Система векторного керування АЕП. Ідеалізований АД, де за визначенням втрати у залізі вважаються відсутніми, у зорієнтованих за $\bar{\Psi}_r$ координатах описується широковідомою системою диференціальних рівнянь [3]

$$\begin{aligned} dI_{sd}/dt &= -I_{sd}/T_s + U_{sd}/L'_s + (\omega_0 L'_s I_{sq} + K_r \Psi_r / T_r) / L'_s; \\ d\Psi_r/dt &= -\Psi_r/T_r + I_{sd} L_m / T_r; \\ dI_{sq}/dt &= -I_{sq}/T_s + U_{sq}/L'_s - (\omega_0 L'_s I_{sd} + K_r \Psi_r z_p \omega) / L'_s; \\ d\omega/dt &= J^{-1}(M_E - M_H), \end{aligned} \quad (5)$$

де $M_E = (3/2)z_p K_r I_{sq} \Psi_r$; $\Psi_r = |\bar{\Psi}_r|$; $T_s = L'_s / R'_s$; $T_r = L_r / R_r$; $K_r = L_m / L_r$; $L'_s = L_{s\sigma} + K_r L_{r\sigma}$; $R'_s = R_s + K_r^2 R_r$. Швидкість ковзання двигуна тут дорівнює $\omega_{sl} = K_r R_r I_q / \Psi_r$.

Як відомо, математичний опис ідеалізованого АД є підґрунтям для синтезу традиційних алгоритмів керування АЕП [2, 3]. На рис.1 представлена схема АЕП із

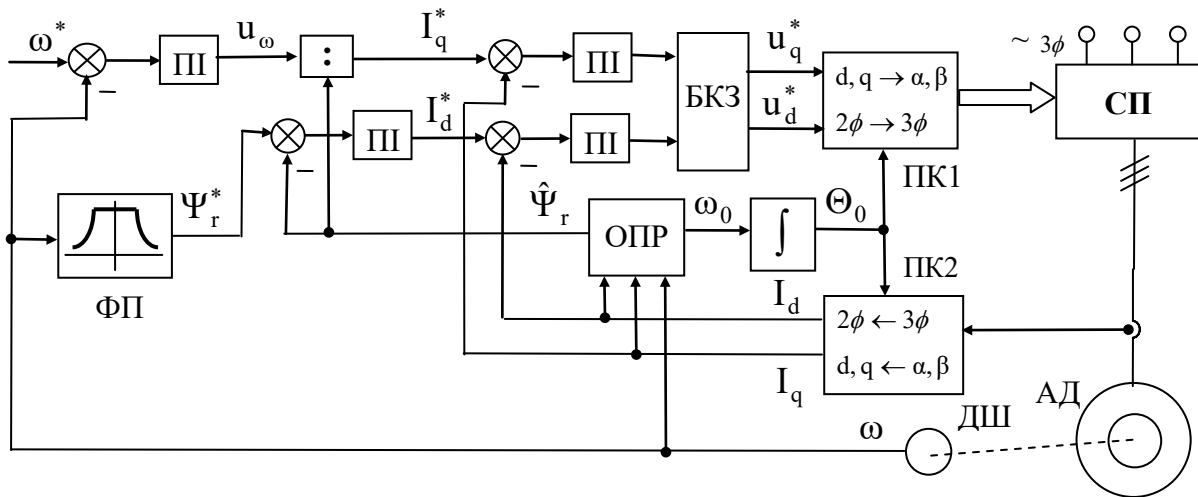


Рис.1

синтезованою на основі опису (5) класичною системою векторного керування при орієнтуванні координат (d, q) за вектором $\bar{\Psi}_r$.

АЕП, схема якого подана на рис.1, можна поділити на енергетичну та керуючу частини. До енергетичної частини відносяться силовий перетворювач СП та АД. У свою чергу СП складається із випрямляча та напівпровідникового інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією (ІН). Керуюча частина умовно може бути поділена на підсистеми регулювання, векторних перетворень та інформаційну підсистему.

Підсистему регулювання складають пропорційно-інтегральні (ПІ) регулятори швидкості, потокозчеплення ротора, моментної та потокової компонент вектора струму статора, де завданням є сигнали ω^* , Ψ_r^* , I_q^* та I_d^* відповідно. Також сюди можна віднести блок компенсування зв'язків БКЗ, де здійснюється компенсування внутрішніх зв'язків моделі АД (компоненти рівнянь системи (5), що охоплені дужками). Завдання I_q^* отримується як $I_q^* = u_\omega / \hat{\Psi}_r$, де u_ω – сигнал на виході регулятора ω ; $\hat{\Psi}_r$ – оцінка Ψ_r . Завдання

потокозчеплення Ψ_r^* визначається у функціональному перетворювачі ФП у залежності від ω як $\Psi_r^* = \min\{\Psi_{rn}, \Psi_{rn} \omega_n / |\omega|\}$, де Ψ_{rn}, ω_n – номінальні значення модуля вектора потокозчеплення ротора та швидкості двигуна.

Підсистему векторних перетворень складають перетворювачі координат ПК1 та ПК2. Сигнали u_d^*, u_q^* формування компонент U_{sd}, U_{sq} вектора \bar{U}_s у ПК1 перетворюються із системи координат (d, q) в систему (α, β) і, далі, в сигнали трифазної системи, які задають миттєві значення фазних напруг живлення АД від ІН. Сигнали струмів фаз статора двигуна у ПК2 трансформуються зворотним чином в сигнали $I_q \equiv I_{qs}, I_d \equiv I_{ds}$.

Інформаційну підсистему складають давач швидкості ДШ, давачі струмів фаз статора, а також оцінювач потокозчеплення ротора ОПР. Завданням ОПР є визначення оцінки вектора потокозчеплення ротора. Для цього тут використовується отриманий із (5) вираз $\hat{\Psi}_r(t) = I_d(t) L_m (T_r p + 1)^{-1}$, де $p = d/dt$ – символ диференціювання. Крім цього в ОПР також визначається кут орієнтування рухомих координат $\Theta_0(t) = \int \omega_0(t) dt$, де $\omega_0 = z_p \omega + \omega_{sl}$, а швидкість ковзання отримується за (5) як $\omega_{sl} = K_r R_r I_q / \hat{\Psi}_r$.

Порівняємо опис АД без врахування (5) та з врахуванням втрат у залізі (4). Вирази для електромагнітного момента та швидкості ковзання в обох моделях відрізняються. Неправильне формування швидкості ковзання АД за фактичного існування у ньому втрат у залізі спричинюватиме розлаштування орієнтації у вигляді появи динамічного та статичного відхилення осі d рухомих координат від вектора $\bar{\Psi}_r$. Це, у свою чергу, призводитиме до помилкового оцінювання, а значить і регулювання Ψ_r , а також до відхилення між завданням електромагнітного момента та його реальним значенням. Кількісна оцінка зазначених відхилень отримана нижче.

4. Процеси керування АЕП із врахуванням втрат у залізі. У даному розділі метою є за допомогою математичного моделювання виявити вплив на процеси керування АЕП втрат у залізі двигуна. Об'єктом дослідження був векторно-керований АЕП, структура якого подана на рис.1. Модель об'єкта дослідження поєднувала моделі керуючої частини, ІН та АД. Модель керуючої частини відтворювала функціонування описаної вище класичної системи векторного керування. При цьому ПІ регулятори швидкості та потоку ротора тут моделювалися у дискретному вигляді з періодом квантування 1 мс. Модель ІН, динамікою якого тут нехтувалося, реалізована у вигляді двох підсилювальних статичних ланок, розташованих у фазах живлення двигуна. АД моделювався у координатах (α, β) за описом (1), де було прийнято $\omega_0 = 0$. Поточне значення R_z при цьому обчислювалося за (2).

Для чисельних дослідів використовувався типовий АД потужністю 1,5 кВт, номінальні дані якого подані у таблиці. Втрати потужності у залізі при номінальному

Номінальні дані асинхронного двигуна					
1500 Вт	380/220 В	3,56 А	50 Гц	1413 об/хв	$\cos\varphi=0,83$
$R_s = 6,46 \text{ Ом}$	$R_r = 3,87 \text{ Ом}$	$R_z = 1380 \text{ Ом}$	$L_s = 0,389 \text{ Гн}$	$L_r = 0,398 \text{ Гн}$	$L_m = 0,374 \text{ Гн}$

режимі роботи цього двигуна складають 5,3 % від його вихідної потужності і 17,8 % від сумарних втрат у ньому.

У дослідженні оцінювалися наступні величини: 1) помилка електромагнітного моменту двигуна $\delta M_E = (M_E^* - M_E) / M_E^* \times 100\%$, де $M_E^* = u_\omega / K_M$ – завдання моменту; 2) помилка модуля вектора потокозчеплення ротора $\delta \Psi_r = (\Psi_r^* - \Psi_r) / \Psi_r^* \times 100\%$; 3) помилка орієнтування рухомих координат $\Delta \theta_0 = \arctg(\Psi_{rq} / \Psi_{rd})$, що вимірюється в електричних градусах (ел.град).

На першому етапі дослідження вивчалися процеси в системі керування АЕП при змінах швидкості двигуна. Тут переходи від одного до іншого значення завдання швидкості здійснювалися за лінійним законом протягом постійного інтервалу часу, рівного 0,2 с. Результати моделювання відображені на рис.2., де ряд величин представлені у відносних

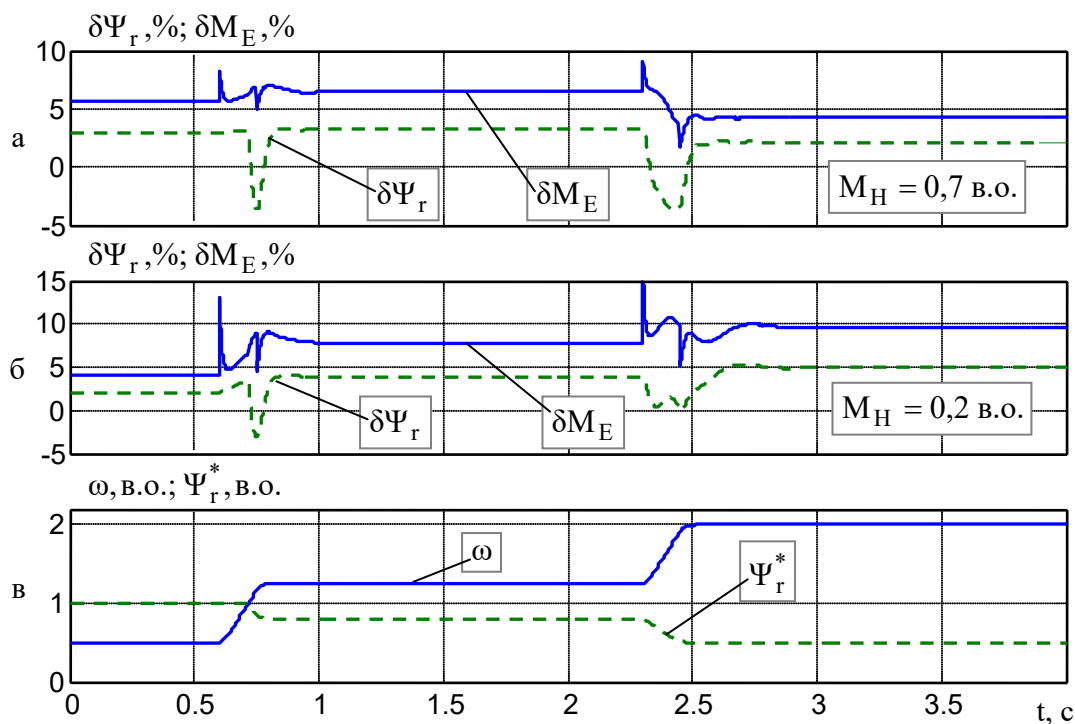


Рис.2

одиницях (в.о.). Зазначимо, що нормування всіх змінних у статті здійснювалося відносно їх номінальних значень. На рис.2,в зображено графік величини $\omega(t)$, яка послідовно приймає усталені значення (0,5–1,25–2,0) в.о. На цьому рисунку також зображено графік величини $\Psi_r^*(t)$, яка знаходиться у функціональній залежності від ω і тому відповідно приймає усталені значення (1,0–0,8–0,5) в.о. На рис.2,а зображені криві помилок $\delta M_E(t)$ та $\delta \Psi_r(t)$ при моменті навантаження двигуна, рівному $M_H = 0,7$ в.о. На рис.2,б представлені ці самі величини для моменту навантаження, що дорівнював $M_H = 0,2$ в.о.

На другому етапі дослідження вивчалися статичні та динамічні процеси в системі керування АЕП при змінах навантаження двигуна. Тут момент навантаження двигуна змінювався стрибкоподібно. Відповідність між інтервалами часу та моментом навантаження

тут була наступною: $0 \leq t < 0,25c - M_H = 0,5 \text{ в.о.}$; $0,25c \leq t < 1,5c - M_H = 1,25 \text{ в.о.}$; $1,5c \leq t < 2,75c - M_H = 0,75 \text{ в.о.}$; $2,75c \leq t \leq 4,0c - M_H = 0,25 \text{ в.о.}$ Результати

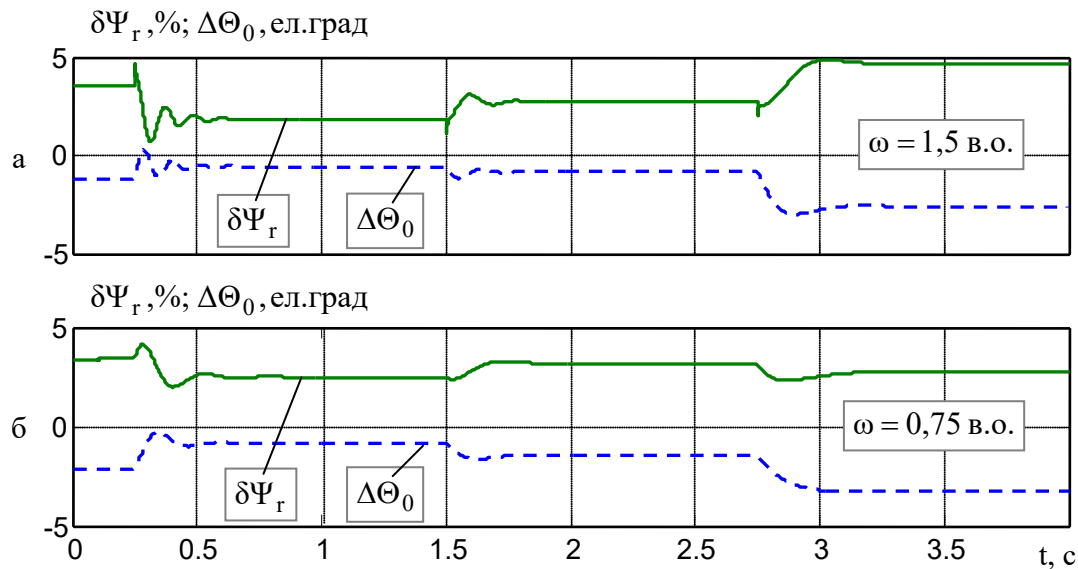


Рис.3

модельовання представлені на рис.3. На рис.3,а зображені криві $\delta\Psi_r(t)$ та $\Delta\Theta_0(t)$, отримані при швидкості обертання ротора $\omega = 1,5 \text{ в.о.}$ На рис.3,б представлені графіки цих самих величин, що отримані при $\omega = 0,75 \text{ в.о.}$

Аналізуючи результати модельовання можна зробити висновок, що втрати у залізі впливають на процеси керування АЕП. Цей вплив стає істотнішим при малих навантаженнях та високих швидкостях двигуна. Так, виходячи із рис.2 при $M_H = 0,2 \text{ в.о.}$, $\omega = 2 \text{ в.о.}$ усталені значення помилок $\delta\Psi_r$ та δM_E знаходяться біля 5% та 10% відповідно. На основі рис.3 можна зауважити, що у перехідних процесах коливальність $\delta\Psi_r$ та $\Delta\Theta_0$ більша при $\omega = 1,5 \text{ в.о.}$ ніж при $\omega = 0,75 \text{ в.о.}$ У цілому варто відмітити, що отримані тут результати дослідів з однієї сторони підтверджують висновки праць [6, 8], які фокусувалися в основному на вивченні статичних режимів, а з іншої сторони дозволяють скласти повніше уявлення і про перехідні процеси в АЕП.

5. Підсумки. Розглянуто проблему впливу втрат у залізі на процеси керування АЕП. Результати математичного модельовання векторно-керованого АЕП показали, що за рахунок втрат у залізі відбувається погіршення точності регулювання поточкозчеплення ротора та моменту двигуна. При цьому дане погіршення зростає при малих навантаженнях АД та при високих швидкостях ротора, значно більших за номінальну.

1. *Приймак Б.І.* Математичні моделі асинхронної машини з врахуванням втрат у залізі // Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. – 2005. – № 3 (12). – С. 60-66.
2. *Рудаков В.М., Столяров И.М., Дартау В.А.* Асинхронные электроприводы с векторным управлением.- Л.: Энергоатомиздат, Лен. отд., 1987. - 136 с.
3. *Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями/ О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. -М.: Энергоатомиздат, 1983. - 256 с.*

4. *Benhaddadi M., Touhami O., Olivier G.* Iron core losses impact in induction motor vector control: an overview, IEEE Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering, 1998, Vol. 2, pp. 782 – 785.
5. *Kim H.G., Sul S.K., Park M.H.* Optimal Efficiency Drive of a Current Source Inverter Fed Induction Motor by Flux Control, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 20, No 6, 1984, pp.1453-1459.
6. *Levi E.* Impact of Iron Losses on Behaviour of Vector Controlled Induction Machines, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 31, No.6, 1995, pp. 1287-1296.
7. *Levi E., Boglietti A., Lazzari M.* Performance Deterioration in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drives due to Iron Losses, Proc. of IEEE conf. PESC'95, Atlanta, USA, 1995, pp. 1312-1318.
8. *Levi E., Sokola M., Boglietti A., Pastorelli M.* Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation, IEEE Trans. Pow. Elec., Vol. 11, No 5, Sept. 1996, pp. 698 –709.
9. *Zheng P., Wang M.* Impact of iron loss on speed estimation accuracy in reactive power MRAC based sensorless rotor flux oriented induction machines, Proc. of the 5th Intern. Conf. on Elec. Machines and Systems ICEMS'01, 2001, Vol. 1, pp. 94 –97.